



Estudio Comparativo de Tecnología Fotónica y Digital para Instrumentación del Fondo Cósmico de Microondas.

Comparative Study about Fotonic and Digital Technology for Cosmic Microwave Background Instrumentation.

Trabajo de fin de máster
para acceder al

Máster en Física de Partículas y del Cosmos

Autor: Guillermo Pascual Cisneros

Director: Francisco Javier Casas Reinares

13 de julio de 2020

Estudio Comparativo de Tecnología Fotónica y Digital para Instrumentación del Fondo Cósmico de Microondas

Guillermo Pascual Cisneros

Resumen

La caracterización de la polarización del Fondo Cósmico de Microondas (FCM) es uno de los principales objetivos de la cosmología actual, dada la gran cantidad de información que puede ser extraída. Por ejemplo, permite poner límites a nuestro modelo cosmológico actual Λ CDM, obtener información sobre las ondas gravitacionales primigenias, probar la teoría de la inflación, entre muchas otras. Sin embargo, su intensidad es muy pequeña (se espera que solo un 10 % de su radiación sea polarizada), lo que hace necesario el uso de instrumentos de gran resolución y sensibilidad.

Existen una gran cantidad de propuestas destinadas a la detección de la polarización del FCM, tanto embarcadas en satélites como desde tierra. En general, los instrumentos utilizados pueden diferenciarse entre interferómetros e instrumentos de imagen directa, los cuales, a su vez pueden estar implementados mediante diversas tecnologías entre las cuales se encuentran las digitales y las ópticas.

En este documento se realiza un estudio comparativo sobre la complejidad y coste que conlleva la utilización de dichas tecnologías, óptica y digital, y su influencia en la implementación de instrumentos de imagen directa e interferómetros. El fin de este estudio es discutir cual de las dos propuestas puede resultar más apropiada para un instrumento destinado a la caracterización de la principal fuente contaminante en la polarización del FCM, conocida como radiación sincrotrón, en la banda de 10 a 20 GHz. El hecho de que este trabajo se centre en dicha aplicación concreta es debido a que la caracterización de esta fuente contaminante es un proceso muy importante que permite su posterior limpieza en la medida de la polarización del FCM a frecuencias más altas, donde la influencia de los contaminantes es mínima. Un ejemplo de este tipo de aplicación es el instrumento MFI de QUIJOTE.

Por otro lado, las conclusiones de este estudio se pueden extender a instrumentos destinados a la medida de la polarización del FCM a frecuencias de 25 a 50 GHz, donde el uso de receptores radiométricos es aún de interés, ya que, con el número adecuado de receptores, permitiría alcanzar las altas sensibilidades requeridas para la detección de los modos B de polarización del FCM en dichas bandas de frecuencia.

Palabras clave: Fondo Cósmico de Microondas, Polarización, Instrumentación, Imagen directa, Interferometría.

Comparative Study about Fotonic and Digital Technology for Cosmic Microwave Background Instrumentation.

Guillermo Pascual Cisneros

Abstract

The characterization of the polarization of the Cosmic Microwave Background (CMB) is one of the main objectives of current cosmology, given the large amount of information that can be extracted. For example, it allows us to put limits on our current cosmological model Λ CDM, to obtain information on the primordial gravitational waves, to test the theory of inflation, and many others. However, its intensity is very weak (only 10% of its radiation is expected to be polarized), making necessary to use instruments with ultrahigh sensitivity and resolution.

There are a large number of proposals aimed to the detection of CMB polarization, both onboard satellites and ground-based experiments. In general, these instruments can be differentiated between interferometers and direct imaging instruments, which can also be implemented by various technologies including digital and optical.

In this document, a comparative study is made on the complexity and cost involved in the use of these technologies, optical and digital, and their influence on the implementation of direct imaging instruments and interferometers. The purpose of this study is to discuss which of the two technologies may be more appropriate for the implementation of an instrument for the characterization of the main foreground in the CMB polarization spectra, known as synchrotron radiation, in the 10-20 GHz band. This work is focused on this specific application because the characterization of this foreground is a very important process that allows its subsequent cleaning in the CMB polarization measurement process at higher frequencies, where foregrounds influence is weaker. An example of this type of application is the QUIJOTE MFI instrument.

On the other hand, the conclusions of this study can be extended to instruments designed to measure the polarization of the CMB at frequencies from 25 to 50 GHz, where the use of radiometric receivers is still of interest, since, with the appropriate number of receivers, it would allow to reach the high sensitivities required for the detection of the CMB polarization B modes at those frequency bands.

Key words: Cosmic Microwave Background, Polarization, Instrumentation, Direct imaging, Interferometry.

Índice general

1	Introducción	6
1.1	Fondo Cósmico de Microondas	6
1.1.1	Anisotropías en la Temperatura del FCM	7
1.1.2	Polarización del FCM	8
1.2	Experimentos para la Caracterización del FCM	12
1.2.1	Detectores de Microondas	13
1.3	Motivación	16
2	Imagen Directa	17
2.1	Detección Óptica	18
2.2	Detección Digital	21
2.3	Comparativa	24
3	Interferometría	26
3.1	Correlación Óptica	28
3.2	Correlación Digital	29
3.3	Comparativa	31
4	Conclusión	33
	Bibliografía	35

Capítulo 1

Introducción

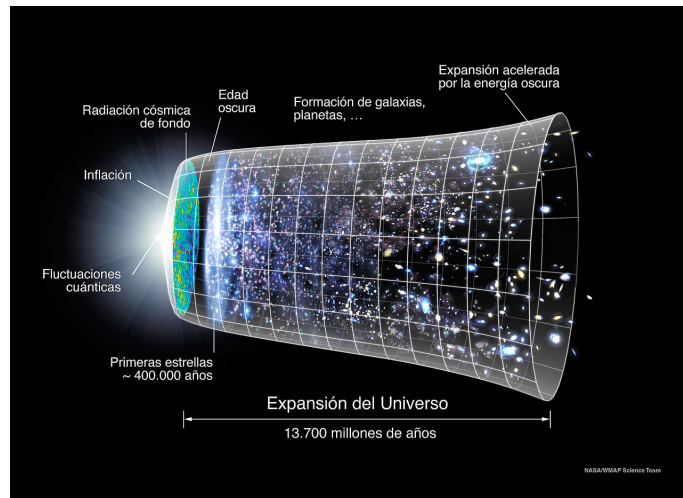


Figura 1.1: Esquema de la evolución del universo desde el big-bang hasta la época actual, [1].

1.1 Fondo Cósmico de Microondas

El modelo cosmológico aceptado actualmente recibe el nombre de Λ CDM. Este modelo se caracteriza por la existencia de una constante cosmológica compatible con la presencia de energía oscura en el universo, Λ y por la presencia de materia oscura fría (en inglés “Cold Dark Matter”, CDM).

Según este modelo, el universo primigenio era plano, homogéneo e isótropo y destacaba por tener una gran densidad de energía. En las primeras etapas, el universo sufre un proceso de expansión exponencial conocido como inflación, lo que produjo un descenso de la densidad de energía permitiendo la formación de partículas elementales (fermiones) y, posteriormente, la formación de partículas más complejas (hadrones, como los protones y los neutrones).

En este caldo primigenio los procesos de dispersión (“scattering”) son muy probables y, por tanto, la radiación electromagnética no puede propagarse, es decir, el universo es opaco a la radiación. Sin embargo, en el momento que la densidad de energía se reduce lo suficiente como para permitir la formación de los primeros átomos neutros de Hidrógeno el número de iones libres se reduce limitando los procesos de dispersión y permitiendo la libre propagación de la radiación. Esto sucede en todos los puntos del universo, de forma prácticamente

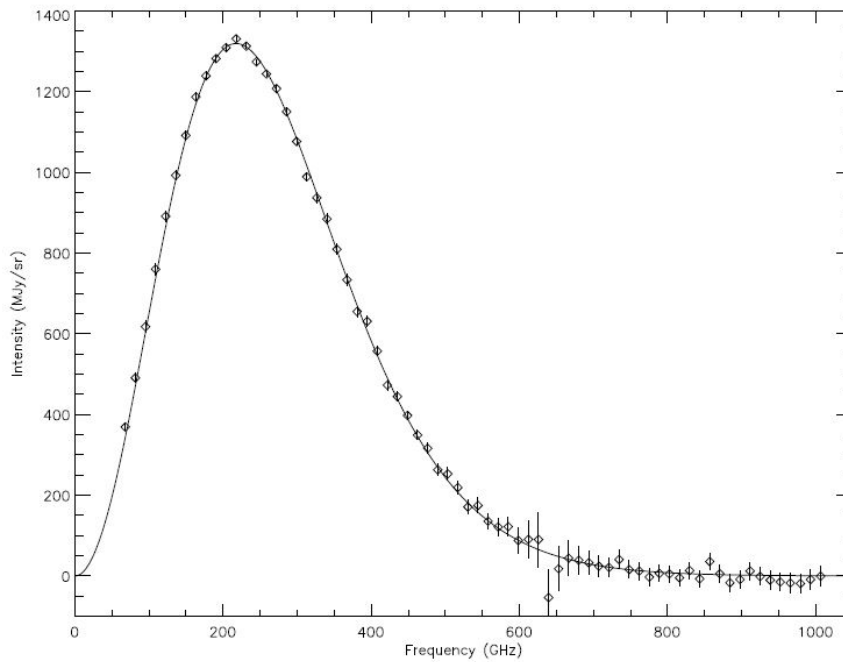


Figura 1.2: Espectro de emisión del Fondo Cósmico de Microondas obtenido a partir de los datos del instrumento FIRAS en el satélite COBE [4] corregidos con los datos de velocidad de WMAP [5]. Estos datos son ajustados a un cuerpo negro (línea continua). [6].

simultanea, generando una radiación de fondo. Esta radiación es conocida como el fondo cósmico de microondas (FCM) y fue detectada por primera vez por Penzias y Wilson en 1964 [2], aunque postulada anteriormente por Gamow, Alpher y Hernan en 1948 [3].

De forma esquemática, en la figura 1.1 se contempla como ha evolucionado el Universo, según este modelo, hasta la época actual.

La radiación del FCM en la actualidad se corresponde con la de un cuerpo negro de $2,72548 \pm 0,00057$ K. Como se observa en el pequeño error en el ajuste de la figura 1.2, se suele considerar como el cuerpo negro más perfecto de la naturaleza. Aplicando la ley de desplazamiento del máximo de Wien se observa que el máximo de emisión de este espectro se encuentra para una longitud de onda de 1 mm, es decir, se encuentra en la región del espectro electromagnético asociada a las microondas (de ahí su nombre).

El Fondo Cósmico de Microondas contiene una gran cantidad de información que puede ser usada para comprobar y caracterizar los diversos modelos cosmológicos, predecir la estructura a gran escala del universo, conocer las condiciones del plasma primigenio y detectar el efecto de ondas gravitacionales primigenias, entre otros aspectos.

1.1.1 Anisotropías en la Temperatura del FCM

Gran parte de dicha información se extrae a partir de las pequeñas anisotropías en la temperatura de emisión del FCM, del orden de $O(10^{-5})$. Estas pequeñas anisotropías son provocadas por perturbaciones en la densidad de energía, la velocidad media de las partículas o el potencial gravitatorio.

Dado que la temperatura de la radiación se trata de un campo escalar, se puede descomponer en armónicos esféricos y, por tanto, tener un valor de la

temperatura para distintas divisiones angulares dadas por el número l :

$$\frac{T(\vec{n})}{T_0} = 1 + \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{m=-l}^l a_{lm}^T Y_{lm}(\vec{n}), \quad (1.1)$$

donde Y son los armónicos esféricos dados por los números l y m , y a son los coeficientes asociados a cada armónico.

Aproximadamente, el tamaño de las divisiones angulares viene dado por $180^\circ/l$. Es decir, cuanto más pequeña es la región angular mayor es el valor de l .

Para obtener las anisotropías entre las diversas regiones para un l es necesario realizar la correlación de los coeficientes de los respectivos armónicos esféricos:

$$\langle a_{lm}^{T*} | a_{l'm'}^T \rangle = C^{TT} \delta_{ll'} \delta_{mm'} \quad (1.2)$$

A partir de C^{TT} se obtiene el espectro de potencias, el cual es el principal mecanismo para el análisis de las anisotropías del FCM. Gracias a él se pueden obtener una gran variedad de resultados como la caracterización de la composición del universo, la curvatura del universo o la estructura a gran escala.

La detección de estas anisotropías ha sido un gran desafío debido a la gran cantidad de fuentes contaminantes y la pequeña amplitud de las anisotropías.

1.1.2 Polarización del FCM

Sin embargo, las anisotropías en la temperatura no es el único observable relacionado con el FCM, ya que su radiación esta parcialmente polarizada.

La polarización de la radiación del FCM es producida por la dispersión Thomson. Este fenómeno se produce por la interacción de una onda electromagnética con un electrón libre. La radiación electromagnética provoca la oscilación del electrón en la dirección del campo eléctrico. Es decir, se crea un dipolo (carga oscilante) que produce la emisión de radiación polarizada. Sin embargo, en un plasma homogéneo e isótropo no existiría una dirección privilegiada de oscilación y la radiación no estaría polarizada, es decir, es necesaria la existencia de anisotropías cuadrupolares para que el scattering Thomson produzca radiación polarizada. Esto significa que la radiación polarizada es aun menos intensa que en el caso de las anisotropías en la temperatura, del orden de los μK , $O(10^{-6})$. Dichas anisotropías pueden producirse mediante perturbaciones escalares (perturbaciones en la densidad de energía), vectoriales (generación de vórtices en la materia) o tensoriales (perturbaciones producidas por ondas gravitacionales), las cuales se comentaran posteriormente.

Dado que la polarización se produce por la dispersión Thomson con los electrones libres, es fácil darse cuenta de que esta va a ser muy sensible a la duración del proceso de recombinación: una vez formados los átomos neutros de hidrógeno la densidad de electrones libres se reduce drásticamente, mientras que antes de la recombinación los procesos de dispersión eran demasiado probables como para que la luz pudiera propagarse.

Tradicionalmente, para la caracterización de la polarización de la radiación electromagnética se usan los parámetros de Stokes I, Q, U y V. donde I es

la intensidad de la radiación, Q la intensidad de la polarización en el eje de referencia, U la intensidad de la polarización en un eje girado 45° con respecto al eje de referencia y V describe la intensidad de la polarización circular.

De todos los parámetros solo se va a trabajar con los parámetros I , Q y U , ya que la dispersión Thomson no puede producir polarización circular. Sin embargo, estos parámetros dependen del sistema de coordenadas y, por tanto, no son adecuados para definir la polarización del FCM.

Para describir la polarización del FCM se utilizan los modos E y B , los cuales si son valores invariantes y se extraen a partir de Q y U como se describe a continuación.

Los valores Q y U pueden usarse para definir un tensor de orden 2 de polarización, P_{ab} , cuyo modulo es invariante y tiene la propiedad de tener traza igual a 0 y ser simétrico:

$$P_{ab} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} Q(\theta) & U(\theta) \\ U(\theta) & -Q(\theta) \end{pmatrix} \quad (1.3)$$

Este tensor de polarización puede ser descrito como un gradiente de un campo escalar (modo E) mas un rotacional de otro campo escalar (modo B). Este proceso es similar al realizado en electromagnetismo para diferenciar el campo eléctrico del campo magnético, de cuya analogía proceden los nombres de los modos de polarización. Esta descomposición, en notación de Einstein, viene dada por la siguiente expresión:

$$P_{ab} = \left[E_{:ab} - \frac{1}{2} g_{ab} E_c^{:c} } \right] + \left[\frac{1}{2} (B_{:ac} \epsilon_b^c + B_{:bc} \epsilon_a^c) \right] \quad (1.4)$$

donde g_{ab} es la métrica, “:” significa la derivada covariante y ϵ es el tensor antisimétrico dado por:

$$\epsilon_{ab} = \sqrt{|g_{ab}|} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (1.5)$$

Una representación esquemática del significado de estos modos de polarización puede observarse en la figura 1.3, en ella se utilizan las abreviaciones inglesas del gradiente “G” y del rotacional “C”, para referirse a los modos E y B , respectivamente.

Uno de los inconvenientes del uso de los modos de polarización E y B es que se obtienen a partir de Q y U mediante una transformación no local. Esto significa que para poder obtener el valor de E o B en un punto es necesario conocer el valor de Q y U en el resto de puntos del espacio.

Dado que cualquier campo escalar puede ser expandido en una serie de armónicos esféricos (como con las anisotropías en la temperatura del FCM), los modos de polarización E y B también pueden ser expresados en estos términos según la ecuación 1.6:

$$\frac{P_{ab}(\vec{n})}{T_0} = \sum_{l=2}^{\infty} \sum_{m=-l}^l [a_{(lm)}^E Y_{(lm)ab}^E(\vec{n}) + a_{(lm)}^B Y_{(lm)ab}^B(\vec{n})] \quad (1.6)$$

donde las a son los coeficientes asociados a cada armónico esférico, Y^E el gradiente de los armónicos esféricos y Y^B el rotacional de los armónicos esféricos.

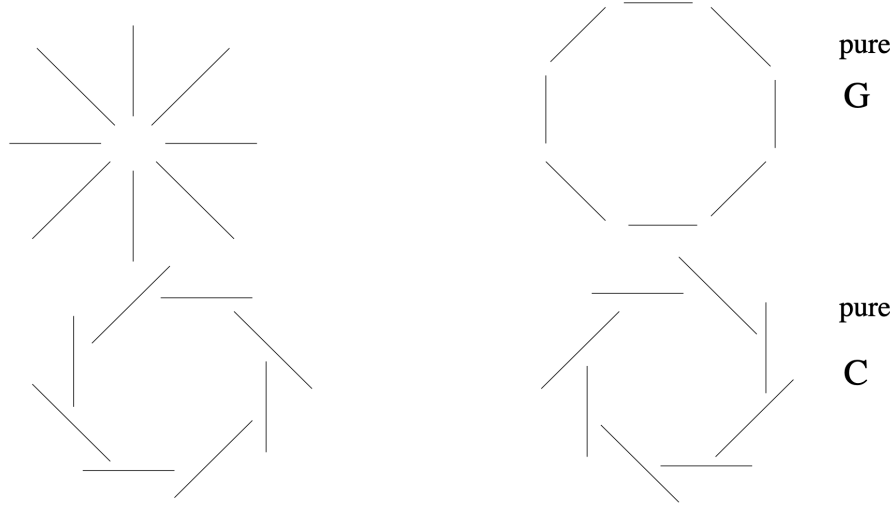


Figura 1.3: Ejemplos de los patrones de polarización relacionados con modos puros de tipo E o B, nombrados como “G” y “C” respectivamente. [7]

Por tanto, el espectro de potencias (al igual que en el caso de la temperatura) viene dado por el valor de las respectivas potencias, $C^{XX'}$:

$$\langle a_{(lm)}^{X*} | a_{(l'm')}^{X'} \rangle = C^{XX'} \delta_{ll'} \delta_{mm'} \quad (1.7)$$

donde X puede referirse a la temperatura, al modo E o al modo B de polarización. Esto conlleva a la existencia de 6 posibles espectros de potencias observables. Sin embargo 2 de ellos son nulos debido a que violan la conservación de la paridad (principio fundamental de la física). Para saber cuales son dichos modos hay que tener en cuenta que mientras que la temperatura y el modo E de polarización se mantienen invariantes ante transformaciones de paridad, el modo B cambia de signo, por lo que C^{TB} y C^{EB} son nulos.

Por tanto, debido a la existencia de la polarización disponemos de 4 observables distintos para el FCM: las anisotropías en la temperatura, C^{TT} ; el modo de polarización E, C^{EE} ; el modo de polarización B, C^{BB} , y la relación cruzada entre la temperatura y el modo E, C^{TE} . En la figura 1.4 se muestra la forma teórica de los distintos espectros de potencias. Debido a las diferencias de potencia entre los diversos modos, el espectro de anisotropías en la temperatura es el más fácil de detectar mientras que el del modo B es el más difícil de caracterizar.

Una vez descrita la polarización del FCM y los distintos observables que existen, es interesante estudiar los medios de generación de anisotropías cuadrupolares en el plasma primigenio que nombramos anteriormente: perturbaciones escalares, vectoriales o tensoriales.

Las perturbaciones escalares generan modos de polarización E y están relacionadas con perturbaciones en la densidad de energía. A partir de ellas se puede obtener información de la estructura a gran escala del universo a lo largo del tiempo.

Las perturbaciones vectoriales contribuyen al modo de polarización B. Sin embargo, vienen dadas por la creación de vórtices en la velocidad de las partículas, los cuales se ven ampliamente reducidos por la expansión exponencial predicha por el modelo de inflación. Por tanto, se supone que su contribución es

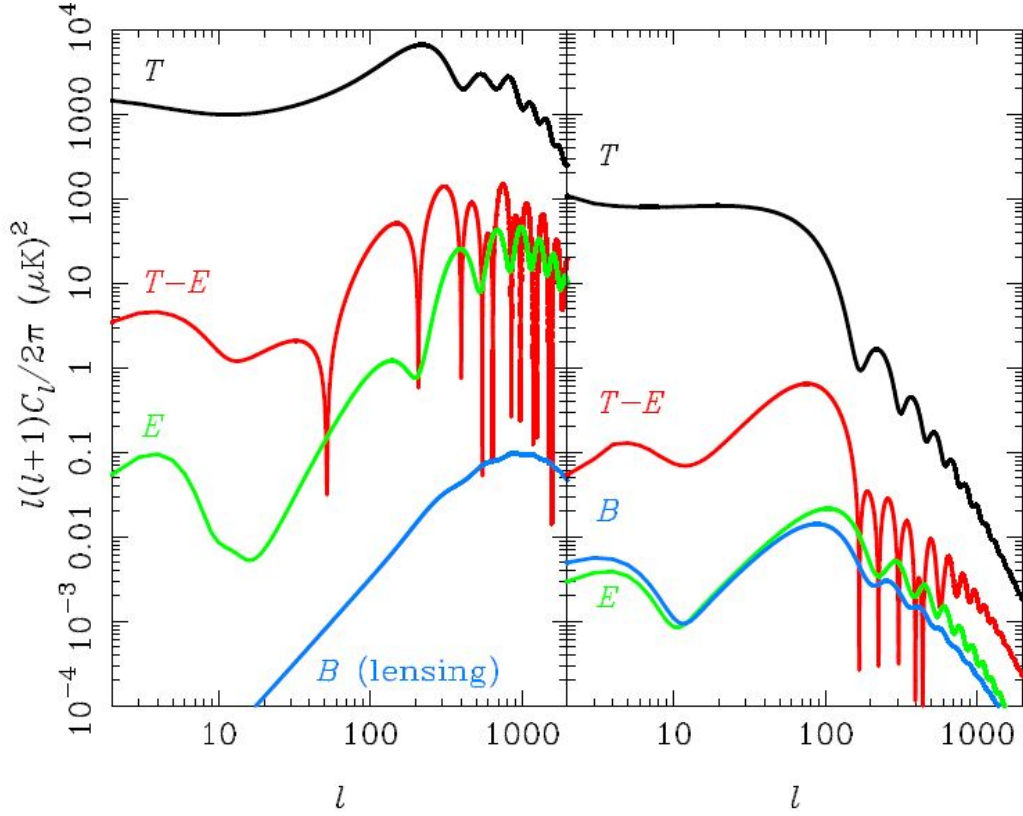


Figura 1.4: Espectro de potencias estimado para las anisotropías en la temperatura T , los modos de polarización E y B y la correlación TE ; frente al componente multipolar l (este índice se corresponde aproximadamente con la escala angular dada por $\sim 180^\circ/l$). A la izquierda se observa el espectro de potencias y la contribución al modo B debida a deformaciones en la curvatura (efecto lente gravitacional), mientras que a la derecha se muestra únicamente la contribución de las perturbaciones tensoriales (ondas gravitacionales). [6].

despreciable.

Por último, las perturbaciones tensoriales contribuyen débilmente a ambos modos de polarización y dan información sobre las ondas gravitacionales primigenias. Debido a su débil contribución no es posible detectarlas en el modo E , por lo que solo pueden ser detectadas en las medidas del modo B , el cual es el espectro más débil.

Además, a partir del modo B también es posible extraer información debida a modificaciones en la curvatura en la línea de visión, efectos de lente gravitacional, el cual puede llegar a oscurecer el espectro generado por las ondas gravitacionales.

En general, la polarización es mucho más difícil de detectar que las anisotropías en la temperatura pero constituyen un espectro más sensible, interesante y limpio, aunque, la polarización del FCM también puede estar contaminada por distintas fuentes de emisión, entre las que destacan la emisión del polvo cósmico a frecuencias superiores a 400 GHz y la radiación sincrotrón procedente de nuestra galaxia y de radio-galaxias lejanas en frecuencias inferiores a 80 GHz.

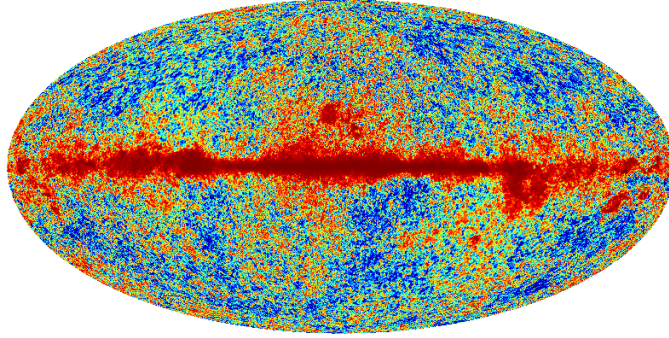


Figura 1.5: Mapa de intensidad construido a partir de las mediciones obtenidas por el satélite Planck para una frecuencia de 44 GHz. El disco central se corresponde con el plano galáctico. [8].

1.2 Experimentos para la Caracterización del FCM

Debido a su gran interés científico, son muchos los experimentos dedicados a la caracterización del FCM: algunos embarcados en satélites como las misiones espaciales COBE [4], WMAP [5], Planck [8] y LiteBird [9] (actualmente en fase A), o en observatorios terrestres como los experimentos ACT [10], BICEP [11], Class [12] y QUIJOTE [13].

Entre ellos cabe destacar la misión espacial PLANCK (misión espacial dedicada a la caracterización del FCM más reciente) por la gran resolución y sensibilidad de sus medidas. Este experimento consiste en un satélite que fue lanzado el 14 de mayo de 2009 por la agencia espacial europea (ESA) y estuvo en operación hasta el 23 de Octubre del 2013. En la figura 1.5 se muestra el cartografiado obtenido para la frecuencia de 44GHz.

A partir de los resultados obtenidos por Planck ha sido posible respaldar el modelo Λ CDM y obtener valores muy precisos para sus constantes [14]. Según estos datos el universo estaría formado por un 22% de materia oscura fría, un 73% de energía oscura y solo un 4.5% de bariones y leptones (materia ordinaria).

Dado que en este documento va a haber múltiples referencias hacia él, también cabe destacar el experimento QUIJOTE. Se trata de una colaboración entre el Instituto de Astrofísica de Canarias (IAC), el Instituto de Física de Cantabria (IFCA-CSIC-UC), el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria (DICOM-UC), el observatorio Jodrell Bank de Manchester, el laboratorio Cavendish de Cambridge, y la compañía IDOM. El objetivo principal de QUIJOTE es la caracterización de la emisión galáctica y de la polarización del FCM en la banda de 10 a 50 GHz.

QUIJOTE esta compuesto por 2 telescopios y 3 instrumentos dedicados a la realización de medidas en rangos distintos de frecuencias desde el observatorio del Teide. En la banda de 10 a 20 GHz se utiliza el “Multi Frequency Instrument” (MFI), en la banda de 26 a 36 GHz se usa el “Thirty-GHz Instrument” (TGI) y en la banda de 35 a 42 GHz, el “Forty-GHz instrument” (FGI).

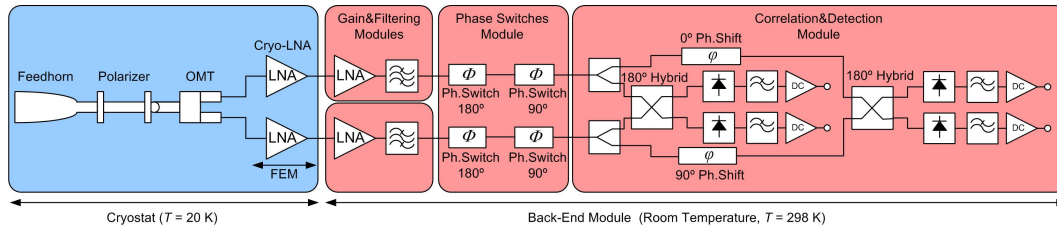


Figura 1.6: Esquema del polarímetro utilizado en el experimento Quijote [13]

El MFI consta de 4 polarímetros que están dedicados a la caracterización de la emisión sincrotrón proveniente de la galaxia. La emisión sincrotrón se encuentra altamente polarizada y, por tanto, es muy dominante e imposibilita la medida de la polarización del FCM a dichas frecuencias. El papel del MFI es muy importante para limpiar la señal del FCM a frecuencias mas altas, que es donde realmente es posible llegar a medir su polarización y por tanto se necesita más sensibilidad y número de detectores

Aunque la versión inicial era diferente, actualmente se ha implementado una nueva versión del MFI cuyos polarímetros son similares a los de la figura 1.6, que se corresponde con el diseño de los instrumentos TGI y FGI. Estos últimos constan de 31 polarímetros operando en distintas frecuencias centrales, 31 GHz en el caso del TGI y 41 GHz en el del FGI.

El polarímetro se puede dividir en dos secciones. La primera sección es el modulo frontal (FEM de sus siglas en ingles) y se encarga de recibir la señal y dividirla en dos componentes dependientes de la polarización. Una de ellas proporciona una señal polarizada circularmente a derechas y otra a izquierdas. Debido a la baja temperatura de las fluctuaciones del FCM es necesario que esta sección opere a temperatura criogénica (20 K) para reducir al máximo el ruido introducido por los amplificadores y el resto de los elementos que lo forman.

La segunda sección es el modulo posterior (BEM de sus siglas en ingles) y se encarga combinar de forma adecuada las señales que salen del FEM, mediante el uso de los circuitos de microondas que se muestran en la figura 1.6, para obtener 4 señales proporcionales a distintas combinaciones de los parámetros de Stokes I, Q y U, en función del desfase introducido por los 4 conmutadores de fase. Estas combinaciones son I+Q, I-Q, I+U, I-U. Cada una de estas salidas puede ser utilizada para medir completamente la polarización de la señal incidente (modificando el desfase introducido por los conmutadores de fase en 90° es posible modificar la señal de cada salida), pero se utilizan las 4 salidas para corregir errores sistemáticos del polarímetro. Para más información sobre el polarímetro consultar [15, 16] y [17, pág. 22-25].

1.2.1 Detectores de Microondas

El proceso de detección de las señales a la salida del polarímetro puede realizarse a través de diversos métodos pero principalmente destacaremos 2 tipos de detectores: bolométricos y radiométricos.

Los detectores bolométricos se basan en la utilización de metales superconductores cuyas propiedades eléctricas (resistencia, impedancia o capacitancia) varían en función de la temperatura de la radiación incidente. Es decir, existe

una respuesta medible proporcional a la señal entrante. Para su correcto funcionamiento, los detectores bolométricos deben operar a temperaturas criogénicas cercanas al 0 absoluto (entre 50 y 300 mK).

Los detectores bolométricos se suelen usar para medidas a frecuencias altas (superiores a 100 GHz) y presentan una sensibilidad muy alta (del orden de 10^9 mV/mW). No obstante, en los últimos años, la tecnología bolométrica se está aplicando a bandas de frecuencia más bajas [12].

En cambio, los detectores radiométricos se basan en amplificar la señal del FCM con amplificadores criogénicos de muy bajo ruido, para después ser detectada mediante detectores de microondas a temperatura ambiente, por ejemplo, con un diodo aprovechando su característica i-v.

Una clase particular de este tipo de detectores son los heterodinos, en los cuales la señal de microondas recibida por la antena es modulada en una señal de onda continua de distinta frecuencia (portadora) para ser detectada posteriormente. Se trata de un método usado mayoritariamente en el sector de telecomunicaciones para transmitir y recibir información.

La modulación de una señal en otra consiste en el traspaso de la información contenida en la primera a alguna de las propiedades ondulatorias de la señal portadora como son la amplitud, la frecuencia o la fase.

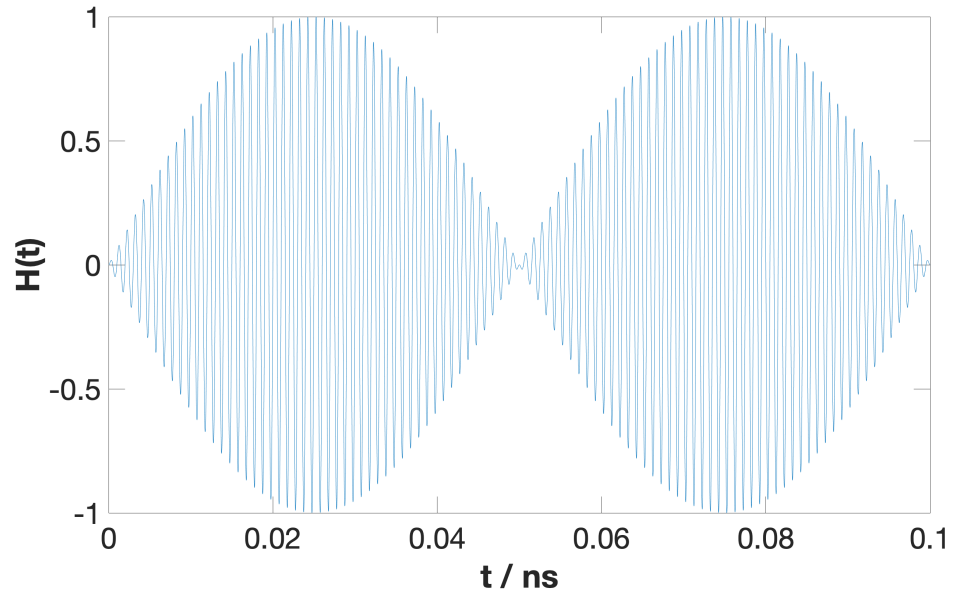
El proceso de modulación puede ser entendido como la multiplicación de 2 señales. Veamos un ejemplo simple en el que se realiza la multiplicación de dos ondas sinusoidales de distinta frecuencia con la misma fase y amplitud (la señal con una frecuencia ν y la onda portadora con una frecuencia ν'):

$$\begin{aligned} H(t) &= \sin(2\pi\nu t) \sin(2\pi\nu' t) = \\ &= \frac{\cos(2\pi(\nu' - \nu)t) - \cos(2\pi(\nu' + \nu)t)}{2} \end{aligned} \quad (1.8)$$

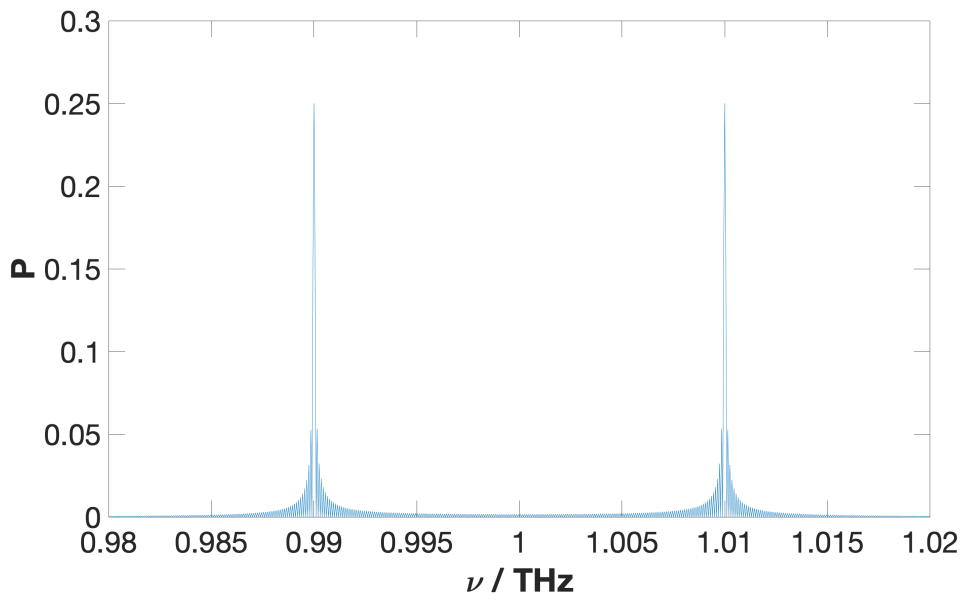
El resultado es una señal de frecuencia ν' cuya amplitud oscila con frecuencia ν , fenómeno conocido como onda envolvente. Es decir, la información contenida en la señal ha sido modulada en la amplitud de la onda portadora, figura 1.7(a).

Representando el espectro de frecuencias, figura 1.7(b), se observa la aparición de 2 bandas laterales de frecuencia $\nu' + \nu$ y $\nu' - \nu$, por lo que la información sobre la señal modulada se encuentra duplicada. Sin embargo, en un caso real el comportamiento no lineal de los moduladores produce diversos armónicos de las señales, entre los cuales suele encontrarse una componente de frecuencia ν' debida a la señal portadora que contamina la modulación y que suele ser más intensa.

Por último señalar que esta no es la única forma de modular una señal ya que, como se comentó, se pueden usar otras propiedades físicas de la onda como la fase o su frecuencia para realizar este traslado de la información.



(a)



(b)

Figura 1.7: Onda envolvente descrita en la ecuación 1.8 para $\nu = 10 \text{ GHz}$ y $\nu' = 1 \text{ THz}$ (a) y su espectro en frecuencias (b)

1.3 Motivación

En este trabajo se va a realizar un estudio comparativo de complejidad y coste para 2 tipos de radiómetros heterodinos diferenciados en la modulación de la señal de microondas. En un caso se usa un láser infrarrojo como señal portadora (frecuencia mas alta) para la detección/correlación en el infrarrojo cercano de la señal (tecnología óptica), mientras que en el otro caso se utiliza una señal portadora de microondas para trasladar la frecuencia de la señal del cielo a frecuencias mas bajas para realizar la detección/correlación de forma digital (tecnología digital).

El estudio se centra en instrumentación dedicada a la medida de la radiación en la banda de 10 a 20 GHz, distinguiendo entre instrumentos de imagen directa e interferómetros.

Las medidas de la polarización en esta banda de frecuencia no permiten la detección del espectro de potencias del FCM pero si resultan de interés para la caracterización y limpieza de la radiación sincrotrón, un tipo particular de contaminante (“foreground”) de baja frecuencia. En cambio, para poder detectar el espectro de potencias es necesario realizar mediciones en frecuencias superiores a 30 GHz y menores de 300 GHz donde los contaminantes disminuyen lo suficiente para posibilitar la caracterización de la polarización del FCM mediante el uso de instrumentos con la sensibilidad requerida en cada caso.

Capítulo 2

Imagen Directa

En este apartado se estudia la aplicación de las tecnologías fotónicas y digitales a instrumentos de imagen directa destinados a la caracterización y limpieza de las señales contaminantes en la polarización del FCM.

La complejidad de los instrumentos de imagen directa es inferior a la de los interferómetros (se obtiene la imagen de cada antena de forma independiente) y permiten recuperar el flujo completo de una imagen gracias a que cada antena funciona como un píxel de una cámara fotográfica típica situada en el plano focal de un telescopio. Sin embargo, tienen algunos inconvenientes:

La resolución angular de este tipo de instrumentos es muy limitada para frecuencias bajas, ya que es proporcional a la longitud de onda, λ , e inversamente proporcional al diámetro del espejo receptor, D :

$$\Delta\theta \sim \frac{\lambda}{D}, \quad (2.1)$$

donde $\Delta\theta$ es la resolución angular en radianes.

Este tipo de instrumentos resultan de gran interés para mediciones ópticas en las que la longitud de onda es muy pequeña (telescopios ópticos), mientras que en radio y microondas su resolución cae enormemente. Por ejemplo, para una antena de 1 m de diámetro a la frecuencia de observación propuesta de 10 GHz, la resolución angular sería aproximadamente de $1^\circ 40'$ de arco, lo que se corresponde con el tamaño estimado del horizonte de sucesos en el momento de la recombinación (aproximadamente 1°). Esto supone la pérdida de una gran cantidad de información interesante para la realización de estudios cosmológicos. Dicha resolución puede ser mejorada reduciendo λ o aumentando el tamaño de la antena, D .

Otro problema de este tipo de instrumentos viene dado por la limitación de espacio del plano focal. Este problema es especialmente importante en el caso de detectores de bajas frecuencias (menos de 30 GHz) debido a su mayor tamaño, lo que supone una reducción en la sensibilidad del instrumento.

A pesar de la limitada resolución y sensibilidad de estos instrumentos en la frecuencia de observación propuesta, los instrumentos de imagen directa son interesantes dada su mayor sencillez y a que permiten la recuperación total del flujo, lo que puede ser realmente útil para la caracterización y limpieza de señales contaminantes (“foregrounds”) para grandes escalas angulares y que no requieren de gran sensibilidad (número de receptores).

Las tecnologías a analizar se distinguen en la forma de obtención de las

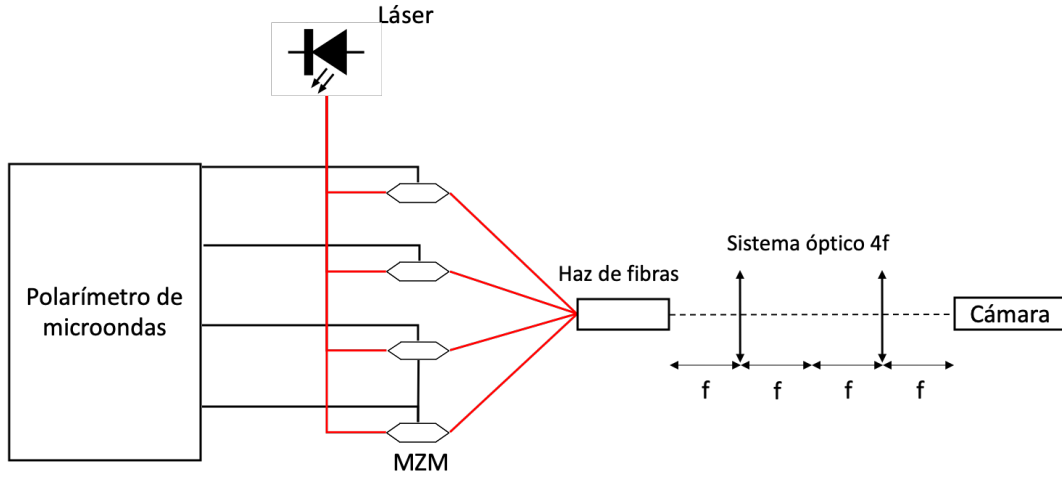


Figura 2.1: Esquema del detector óptico propuesto. Las conexiones de color negro se corresponden con guías de microondas, mientras que las conexiones de color rojo son fibras ópticas.

imágenes finales. El detector óptico obtiene las imágenes finales en una cámara infrarroja mediante la utilización de un láser infrarrojo de onda continua modulado por la señal de microondas mientras que en el caso del detector digital, la imagen final se obtiene mediante la transformación de la señal de microondas a una señal de frecuencia inferior que posteriormente se transforma en una señal digital para ser tratada de forma adecuada y detectada mediante el uso de un conjunto de puertas lógicas programables conocido como FPGA (“Field-Programmable Gate Array”).

2.1 Detección Óptica

La propuesta de detector óptico consiste en utilizar receptores heterodinos en los que cada una de las señales obtenidas a la salida del polarímetro de microondas, como se ve en la figura 1.6, en vez de ser detectadas directamente son moduladas en un láser infrarrojo de 1550 nm mediante la utilización de moduladores electro-ópticos para posteriormente ser focalizadas en una cámara infrarroja mediante un haz de fibras y un sistema óptico 4f (se muestra un esquema simplificado en la figura 2.1).

Los moduladores electro-ópticos, conocidos habitualmente como moduladores Mach-Zehnder (MZM), permiten modular el haz láser en amplitud en función de la señal de microondas entrante. De forma breve, su funcionamiento consiste en la modulación de la fase del haz láser, mediante la variación del índice de refracción del material (LiNbO_3 en el caso de MZM comerciales) en función de la señal detectada de microondas (efecto electro-óptico). Posteriormente, para conseguir la modulación en amplitud, se hacen interferir 2 señales desfasadas entre ellas y moduladas en fase. Este desfase entre señales puede ser modificado mediante un voltaje externo conocido como voltaje de polarización. Esto resulta muy útil ya que permite modificar la respuesta del modulador y, tanto eliminar frecuencias no deseadas, como disminuir la intensidad de la frecuencia propia del láser. En [18] se puede encontrar un análisis más detallado de los puntos de trabajo de un modulador.

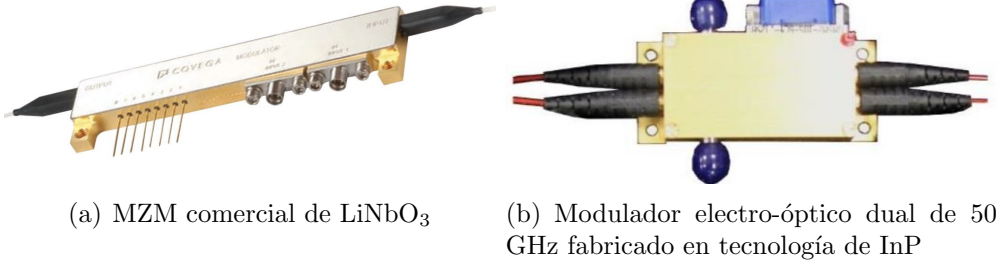


Figura 2.2: Imágenes de los moduladores electro-ópticos propuestos, obtenidas de sus respectivas hojas de datos.

Otra propiedad importante de los moduladores electro-ópticos es su gran ancho de banda, superior a 10 GHz. Es decir, es capaz de modular un amplio rango de frecuencias. Esta característica es muy importante para el desarrollo de experimentos dedicados a la exploración de la polarización del FCM, ya que su ancho de banda suele ser del orden del 30 % de la frecuencia central de la señal.

El interés por obtener medidas en grandes anchos de banda recae en la mejora de la sensibilidad del instrumento, Este fenómeno se puede explicar de forma simple analizando la potencia recibida por el instrumento:

$$P = kTB \quad (2.2)$$

donde B es el ancho de banda, T la temperatura de radiación del FCM y k la constante de Boltzmann.

Es decir, a mayor ancho de banda mayor potencia y, por tanto, mayor sensibilidad. La sensibilidad del instrumento en temperatura, ΔT , viene dada por:

$$\Delta T = \frac{T_{sis}}{\sqrt{B\tau}} \quad (2.3)$$

donde T_{sis} es la temperatura de ruido del instrumento y τ el tiempo de integración.

Para la implementación de este detector se dispone de varios modelos de moduladores: Un modulador comercial MZM de 10 GHz de ancho de banda con un coste aproximado de 1000 € [19], figura 2.2(a), y un modulador dual de 50 GHz de ancho de banda desarrollado por el instituto HHI Fraunhofer construido en tecnología de fosforo de indio (InP) [20] con un coste estimado, con producciones de varios cientos, de 1000 € (como son moduladores duales el precio por modulador se reduce a 500 € cada uno), figura 2.2(b). Debido al menor precio y mayor ancho de banda se propone el uso de los moduladores duales en la implementación del detector óptico.

Una vez realizada la modulación del láser, el haz modulado debe ser focalizado en una cámara. Este proceso se realiza mediante el uso de un sistema óptico 4f, el cual focaliza las diferentes señales en distintos puntos de la cámara. Como se observa en la figura 2.3, el sistema consiste en 2 lentes de igual distancia focal separadas 2 veces dicha distancia, es decir, comparten el mismo plano focal.

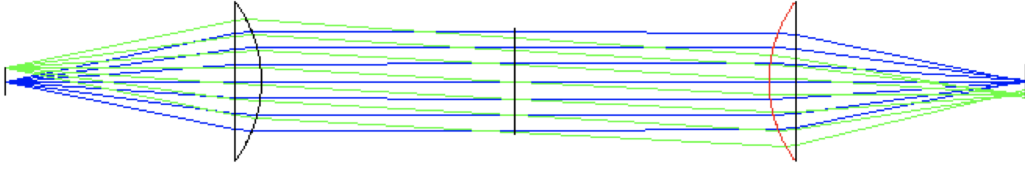


Figura 2.3: Esquema de un sistema óptico 4f con su trazado de rayos



Figura 2.4: Imagen de la cámara infrarroja propuesta, obtenida de su hoja de datos.

El último elemento del detector es la cámara. Aunque parezca el instrumento más común, es necesario que disponga de una alta velocidad de lectura para el correcto funcionamiento del instrumento, ya que debe adaptarse a la velocidad de los conmutadores de fase presentes en la figura 1.6, que realizan la función de modular la polarización de la señal recibida. Se propone el uso de una cámara infrarroja, modelo cheetah-640-CL, figura 2.4, con una velocidad de lectura de 865 Hz y una resolución de 640×512 píxeles de $20 \mu\text{m} \times 20 \mu\text{m}$ de tamaño. El coste aproximado de la cámara es de 52000 €.

Recapitulando, el material necesario para la implementación de la parte infra-roja del polarímetro de microondas con detección en el óptico consiste en: un láser infrarrojo [21] y su controlador [22] con un coste total aproximado de 4000 €; 2 moduladores electro-ópticos duales de 50 GHz de ancho de banda (el polarímetro dispone de 4 salidas distintas) con un coste total de 2000 €; el haz de fibras con un precio de 1000 €; el sistema óptico 4f con un coste de 240 €, y una cámara infrarroja cuyo precio ronda los 52000 €.

Además hay que añadir el coste de los conmutadores de fase, aproximadamente 150 € cada uno [23], aunque el ancho de banda requerido es mayor y es necesario empaquetarlo y conectorizarlo, por lo que se estima que el coste de cada conmutador ronda los 1000 €, e híbridos de 180° , aproximadamente 1250 € cada uno [24], presentes en la parte de microondas del polarímetro. No se considera el coste de los amplificadores de bajo ruido (LNA de sus siglas en inglés) y filtros, ya que se deben usar en ambos casos (óptico y digital) y no influyen en la comparación. Por tanto, para la construcción de un instrumento con detección óptica con un solo polarímetro son necesarios alrededor de 63740 €. Sin embargo, cabe destacar que el sistema óptico 4f, el láser infrarrojo, el haz de fibras y la cámara infrarroja son elementos comunes a todos los polarímetros del instrumento en cuestión, por lo que el coste, C , escala con el número de polarímetros, N , siguiendo la siguiente expresión:

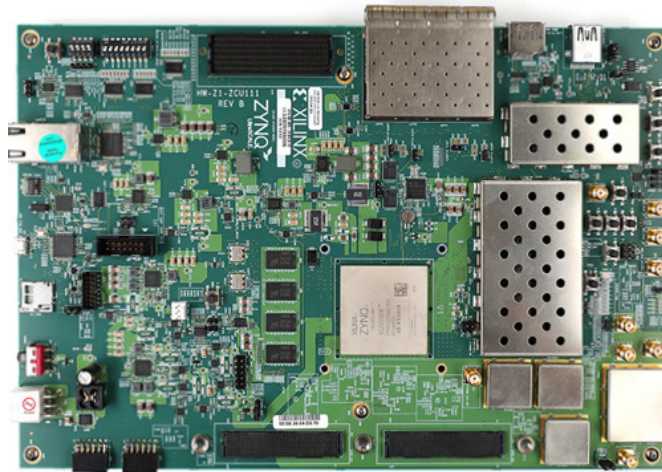


Figura 2.5: Imagen de la FPGA propuesta para el detector digital, [26]

$$C \sim (2 \times 1000 \text{ €} + 2 \times 1250 \text{ €} + 2 \times 1000 \text{ €}) \times N + 52\,000 \text{ €} + 4000 \text{ €} + 1000 \text{ €} + 240 \text{ €} = 6500 \text{ €} \times N + 57\,240 \text{ €} \quad (2.4)$$

Este tipo de detectores ópticos permiten obtener la imagen final en la cámara infrarroja, aunque requieren ser correctamente calibrados para que las pérdidas introducidas por los moduladores sean las menores posibles de forma que las señales de microondas trasladadas en frecuencia sean lo más intensas posibles. Además, como ya se comentó, dado su gran ancho de banda su uso en experimentos dedicados a la caracterización del FCM resulta muy interesante.

2.2 Detección Digital

La propuesta de detector digital consiste en un detector heterodino en el que las señales se tratan y detectan de forma digital en chips conocidos como FPGA (“Field-Programable Gate Array”) formados por un conjunto de puertas lógicas programables. Para el correcto funcionamiento de estos dispositivos la señal debe ser modulada a frecuencias menores y dividida en sub-bandas que las FPGAs sean capaces de discretizar. Esta división en sub-bandas se desarrolla en un circuito electrónico conocido como “channelizer”.

El principal elemento del detector digital es la FPGA y sus características determinarán como debe construirse este. Para el desarrollo de este detector nos vamos a basar en la propuesta europea para la construcción de un instrumento para la detección de la polarización del FCM mediante el uso de detectores digitales denominado “European Low-Frequency Survey”, ELFS [25]. En este proyecto se propone la utilización del modelo XCZU28DR de la compañía Xilinx [26], figura 2.5, con un precio aproximado de 9.700 € la unidad [27].

Este modelo soporta una frecuencia de entrada máxima de 4 GHz, tiene una resolución de 12 bit y dispone de 8 discretizadores de señal (ADC, “Analog to Digital Converters”) que se encargan de transformar la señal analógica a una señal digital de 12 bit (se evalúa la señal en 4096 valores discretos) y tienen

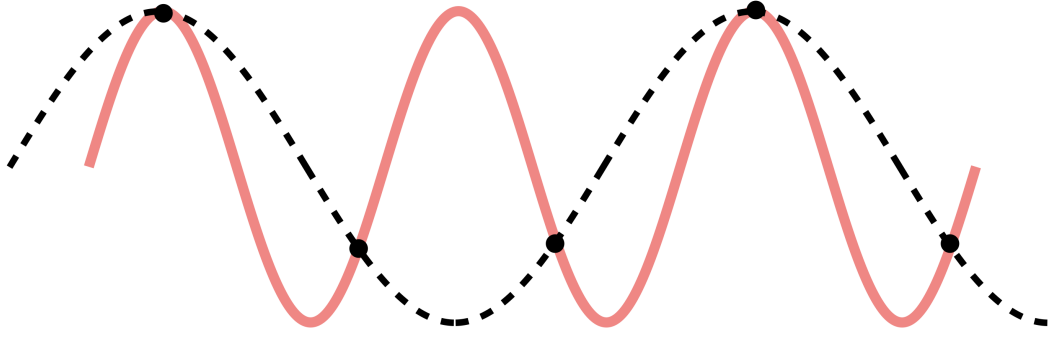


Figura 2.6: Ejemplo en el que el muestreo de una señal de frecuencia superior a la frecuencia de Nyquist es indistinguible de otra señal de frecuencia inferior

una velocidad de muestreo de 4 GSPS (“Giga Samples Per Second”, número de muestras tomadas en 1 segundo).

Una vez conocemos estos datos podemos discutir como deben construirse el resto de partes del experimento. Según el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon solo es posible identificar señales de frecuencia inferior a la mitad de la frecuencia de muestreo (frecuencia de Nyquist), ya que las señales con frecuencia superior son indistinguibles de alguna componente de frecuencia inferior, como se muestra en la figura 2.6. Por lo tanto, cada ADC puede detectar señales de hasta 2 GHz.

Para la implementación del detector digital, la señal incidente se divide en 2 señales diferentes entre 10 y 20 GHz proporcionales a las componentes polares de la radiación incidente, E_x y E_y , por lo que, solo tenemos 2 salidas a correlar por cada receptor (se trata de un esquema que se suele utilizar para detectar polarización con detectores bolométricos, en los que se añaden moduladores de polarización giratorios, conocidos como “Half-Wave Plates”). Es decir, no sería necesario el uso de los circuitos de microondas del polarímetro de QUIJOTE (figura 1.6), ya que, según el proyecto ELFS, dichas funciones pueden implementarse de forma digital, aunque sí de los amplificadores de bajo ruido (LNA) y filtros presentes en el mismo.

Posteriormente, cada salida debe ser dividida en sub-bandas de 2 GHz, proceso que se realiza siguiendo la propuesta del instrumento MFI de QUIJOTE, en el que la banda original de 10 a 20, se divide en 4 sub-bandas de 2 GHz centradas en las frecuencias de 11, 13, 17 y 19 GHz.

Sin embargo, dado que nuestras ADCs solo pueden detectar señales de hasta 2 GHz es necesario modular previamente las señales con una portadora de 10 GHz para que se sitúen en una banda global de 0 a 10 GHz, para después dividir las en 4 sub-bandas de 2 GHz de ancho cada una (centradas esta vez en 1, 3, 7 y 9 GHz) y, por último, realizar un nuevo proceso de modulación que traslade cada una de ellas a la banda de 0 a 2 GHz (portadoras de 2, 4 y 8 GHz).

El esquema simplificado del detector propuesto se aprecia en la figura 2.7. En él se observan todos los procesos anteriormente descritos y los componentes encargados de cada proceso: las modulaciones se realizan mediante el uso de generadores de onda continua y mezcladores (cuya función es realizar la multiplicación de varias señales), la división en sub-bandas mediante

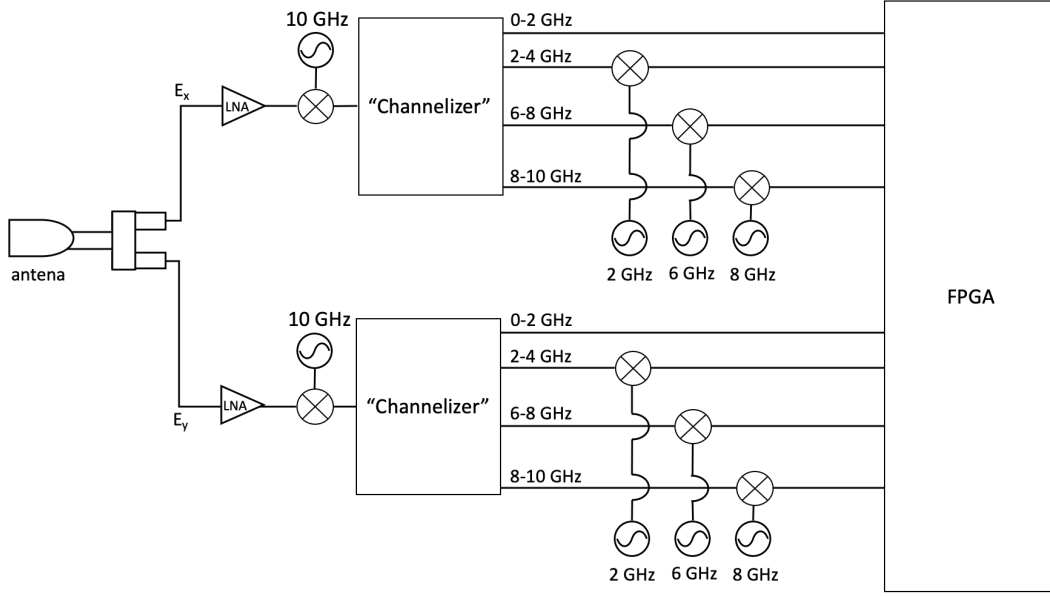


Figura 2.7: Esquema del detector digital propuesto.

un “channelizer” y, por último, la detección digital de las señales mediante el uso de la FPGA. Dado que este proceso debe realizarse para cada señal, cada detector necesita disponer de 2 channelizers, lo que supone un total de 8 sub-bandas, que pueden ser completamente analizadas mediante el uso de una FPGA (8 ADCs de 4 GSPS).

Para no aumentar la complejidad del esquema 2.7 no se han añadido los filtros necesarios para el correcto funcionamiento del detector, ya que cada modulación produce 2 bandas laterales (figura 1.7) que introducen ruido si no son correctamente filtradas.

La complejidad de este tipo de implementación es mucho mas elevada que la del caso anterior y, por tanto, toda la circuitería necesaria resulta también más cara. Cada polarímetro necesita 2 “channelizers”, 8 mezcladores y, al menos, 4 generadores de onda continua, además de filtros y amplificadores no considerados para simplificar el sistema. Se trata de elementos complejos y de alto coste: cada mezclador tiene un precio superior a los 1180 € [28], cada generador de onda continua cuesta más de 1800 € [29] y cada “channelizer” tiene un precio superior a 300 € [30]. Por lo tanto, el total de la parte de traslación en frecuencia de cada polarímetro tiene un coste superior a 17240 € al que hay que añadir el coste de la FPGA.

Es decir, cada polarímetro implementado de esta forma tendría un coste total de unos 26940 €, pero, a diferencia del caso del detector óptico, no existe una parte común cuyo coste no escale con el número de receptores. Por tanto, el coste total del instrumento, C , escala con el numero de polarímetros implementados, N , como:

$$C \sim 26\,940\,€ \times N \quad (2.5)$$

Los detectores digitales tienen un ancho de banda relativamente pequeño pero, como de forma natural dividen la señal en varias sub-bandas resultan de especial interés para la realización de estudios de espectrometría. Además, dado que toda la información se analiza de forma digital resulta muy sencillo

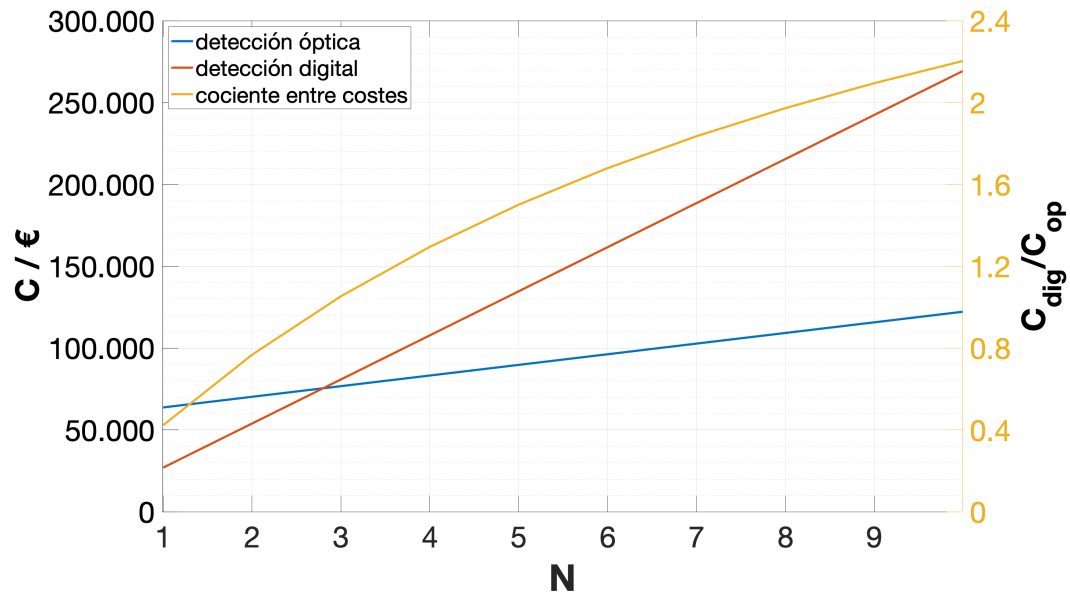


Figura 2.8: Evolución de los costes estimados de implementación de cada detector con el número de telescopios. La línea amarilla muestra la evolución del cociente entre el coste del detector digital y el coste del detector óptico con el número de receptores

tratar y filtrar las señales medidas. En la actualidad, esta característica es muy importante ya que se pueden implementar filtros que eliminan las señales contaminantes provenientes de satélites, de forma dinámica durante el periodo de observación, es decir, según se va detectando su necesidad.

También es importante tener en cuenta la gran complejidad del sistema, tanto electrónica como computacional, ya que cada FPGA debe ser programada en lenguajes de bajo nivel para que realice las tareas necesarias, y el ruido de discretización que se introduce en las señales debido al limitado número de bits que suelen tener este tipo de FPGAs (12 en este caso).

2.3 Comparativa

En la figura 2.8 se observa como evoluciona el coste estimado de implementación de cada tecnología con el número de receptores del instrumento. El coste del detector óptico es superior al del digital para un número muy pequeño de polarímetros, pero dado que el coste de cada nuevo detector es menor en el caso óptico, a partir de 2 receptores, resulta mas económica su utilización.

La radiación sincrotrón polarizada en la banda de 10 a 20 GHz es una señal muy intensa y dominante por lo que no seria necesaria una gran sensibilidad. Debido a esto, un instrumento con 5 o 6 polarímetros puede ser suficiente para una caracterización del sincrotrón compatible con la medida de la polarización del FCM para la detección de los modos B a más altas frecuencias. En este caso, se puede ver que el coste de la versión digital es 1.6 veces el de la versión óptica

Aunque el coste de la implementación óptica sea menor es necesario conocer las ventajas relacionadas con cada una de las propuestas para decidir en que condiciones resulta más interesante el uso de cada tecnología:

1. Dado que la tecnología de radiación infrarroja esta ampliamente desarrollada debido a su gran aplicación en el sector de las telecomunicaciones al ser la radiación que menos perdidas sufre en su propagación por una fibra óptica, la sensibilidad y resolución del sistema óptico es muy alta.
2. El detector óptico permite obtener medidas de una forma rápida y sencilla al realizarse la detección en una cámara.
3. Para la realización de experimentos relacionados con el FCM se suele necesitar un ancho de banda del orden del 30 % de la señal, por lo que la utilización de detectores ópticos es la mas interesante dado a su gran ancho de banda (50 GHz en el caso de los moduladores propuestos en este trabajo). Para conseguir un ancho de banda tan amplio con tecnología digital es necesario aumentar la complejidad del sistema y el número de FPGAs.
4. El detector digital permite realizar tratamientos, filtrados y correcciones de la señal de forma digital, lo que simplifica y permite implementar de forma dinámica dichos procesos.
5. Dado que para su implementación es necesario dividir la señal de entrada en sub-bandas de ancho reducido, el detector digital resulta de especial interés para la realización de estudios de espectrometría.

Capítulo 3

Interferometría

Los interferómetros permiten realizar mediciones con grandes resoluciones sin la necesidad del uso de grandes y costosos telescopios. Un interferómetro se basa en el uso de varios telescopios o receptores separados entre sí por una distancia que se conoce como línea base para posteriormente interferir las señales medidas por cada telescopio o receptor del sistema. La interferencia de cada par de señales genera información relacionada con la visibilidad del objeto medido, es decir se obtiene la visibilidad del objeto para cada línea base del sistema B .

La imagen bidimensional final del objeto se obtiene con la transformada de Fourier de la visibilidad del objeto. Por tanto, la calidad de la imagen final dependerá del número de líneas base existentes en el interferómetro. Una forma interesante de aumentar el número de líneas base consiste en aprovechar la rotación de la tierra y realizar medidas durante un amplio tiempo de exposición.

En cuanto a la resolución de un interferómetro, $\Delta\theta$, a diferencia de los instrumentos de imagen directa, viene dada por la longitud de la línea base más grande, B_{max} , según la siguiente expresión:

$$\Delta\theta \sim \frac{\lambda}{B_{max}} \quad (3.1)$$

Por lo que, no es necesario disponer de grandes antenas sino de grandes separaciones entre ellas, permitiendo la obtención de resoluciones angulares muy altas. Sin embargo, se pierde información de las escalas angulares mayores que $\sim \lambda/B_{min}$, donde B_{min} es la línea base más pequeña del dispositivo. Es decir, mediante el uso de un interferómetro no es posible recuperar la totalidad del flujo de fuentes extensas con un tamaño angular superior a $\sim \lambda/B_{min}$.

En la actualidad existen multitud de interferómetros con los que se han podido obtener resultados muy interesantes, como por ejemplo, la obtención de la primera imagen del agujero negro situado en M87 por parte del experimento “Event Horizon Telescope” [31]. La resolución angular necesaria para la detección del agujero negro es del orden de los 20 μ arcs (micro segundos de arco), para ello se interfirieron las señales de 11 grandes antenas repartidas por el globo terrestre, midiendo a una longitud de onda de 1.3 mm durante grandes tiempos de exposición.

Los interferómetros son instrumentos muy complejos y delicados en los que es necesario conocer la situación precisa del sistema en todo momento.

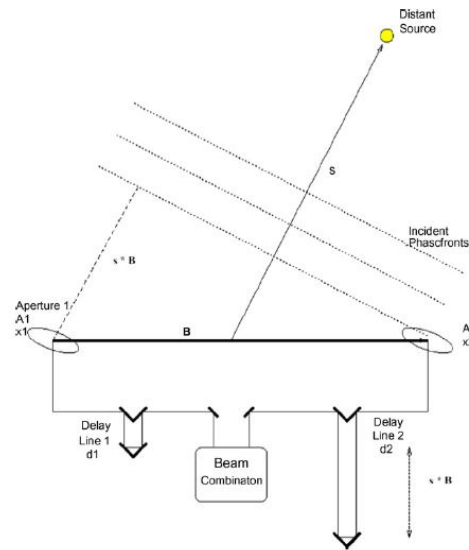


Figura 3.1: Esquema ilustrativo del desfase temporal provocado por la separación entre las antenas [32]

No solo es necesario conocer la longitud de las líneas base con extraordinaria precisión, sino que también es muy importante corregir las fases de las señales detectadas: la separación entre antenas provoca que la señal no sea detectada de forma simultánea, generándose un desfase entre las señales conocido como desfase temporal el cual no aporta información sobre la visibilidad del objeto (dicha información se encuentra en los desfases producidos por la extensión de la fuente, desfases espaciales) y genera errores en las mediciones. El desfase temporal se puede visualizar de forma simple mediante el esquema de la figura 3.1. La corrección del desfase temporal es un proceso muy delicado, que hace necesario calibrar su valor para cada línea base del sistema.

Se puede distinguir entre 2 tipos de interferómetros diferenciados en la forma de obtener las imágenes finales: los interferómetros de tipo Michelson y los interferómetros de tipo Fizeau.

En los interferómetros de tipo Michelson se calcula la visibilidad para cada línea base de forma independiente para obtener posteriormente la imagen bidimensional del objeto mediante la realización de la transformada de Fourier de la visibilidad. Se trata de la técnica de interferometría más habitual.

La interferometría de tipo Fizeau, o de imagen sintetizada, consiste en interferir simultáneamente todas las señales recibidas por las distintas antenas mediante el uso de un correlador óptico o pseudo-óptico, que puede estar formado por lentes (correlador por transmisión) o por espejos (correlador de reflexión).

En este apartado se analizará la aplicación de las tecnologías óptica y digital para implementar un interferómetro dedicado a la caracterización de la polarización del FCM. De forma breve, la correlación óptica se ha planteado para la implementación de un interferómetro de tipo Fizeau, mientras que la correlación digital se propone para la implementación de un interferómetro tipo Michelson debido a su menor complejidad.

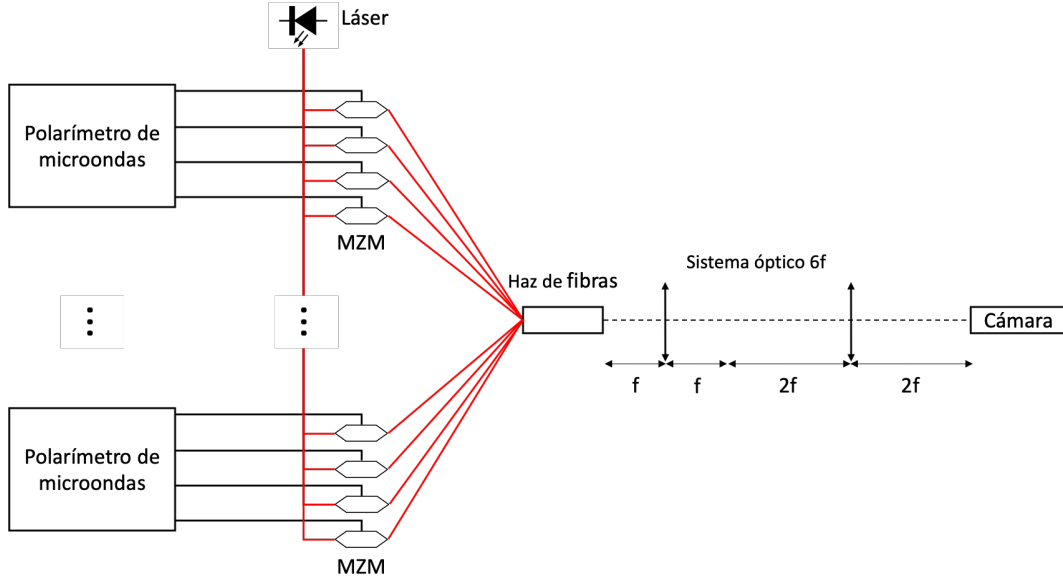


Figura 3.2: Esquema propuesto para la implementación de un correlador óptico. Las conexiones de color negro se corresponden con guías de microondas, mientras que las conexiones de color rojo son fibras ópticas.

3.1 Correlación Óptica

Al igual que en el apartado 2.1, dedicado a instrumentos de imagen directa con detección óptica, se parte del polarímetro utilizado por el experimento QUI-JOTE [13], figura 1.6, pero esta vez cada señal de salida de cada polarímetro se debe interferir con la salida correspondiente del resto de polarímetros, obteniéndose 4 imágenes, una por cada salida de los polarímetros que conforman el interferómetro.

En este caso, la implementación del correlador óptico es prácticamente la misma que en el caso del instrumento de imagen directa óptico, como se observa en el esquema simplificado de la figura 3.2.

La principal diferencia recae en el sistema óptico utilizado, ya que en vez de usar un sistema óptico 4f que focaliza las imágenes en la cámara se usa un sistema óptico 6f que se encarga de correlar cada señal con el resto de señales provenientes del plano focal de la primera lente. Como se observa en la figura 3.3, un sistema óptico 6f consiste en el uso de 2 lentes de igual distancia focal separadas 3 veces dicha distancia.

Por tanto, se puede utilizar el mismo sistema óptico tanto para la implementación de un instrumento de imagen directa como para la de un interferómetro de imagen sintetizada, sin más que cambiar la configuración óptica de las lentes de 4f a 6f.

Otra diferencia importante, es que el sistema óptico debe ser correctamente ajustado para que permita la detección simultánea de las 4 imágenes en una sola cámara, debido a que el sistema 6f se encarga de correlar cada señal con el resto de señales entrantes. Esto puede conseguirse mediante la separación de los haces y la utilización de lentes más grandes, lo que aumentaría ligeramente el coste total del sistema.

Una ventaja del interferómetro con correlador óptico es que su complejidad y coste aumenta linealmente con el incremento de receptores, ya que por cada

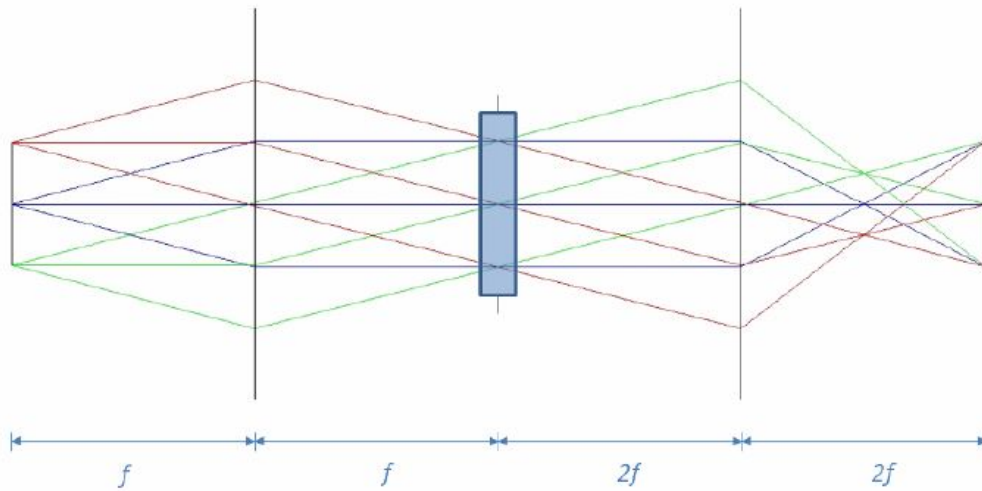


Figura 3.3: Esquema de un sistema óptico 6f, [33]

receptor solo hay que añadir 4 moduladores electro-ópticos, a parte de las diversas correcciones en el sistema de fibras ópticas y estabilización del láser.

Para estimar el coste del interferómetro con correlador óptico es necesario considerar el coste de los diversos dispositivos que constituyen el sistema y ver como escala con el número de antenas o receptores. Dado que los componentes son iguales a los de imagen directa y se usan en la misma proporción, se obtiene que el coste del instrumento, C , es igual al de la ecuación 2.4:

$$C \sim 6500 \text{ €} \times N + 57\,240 \text{ €} \quad (3.2)$$

donde N es el número de receptores del instrumento.

Un aspecto importante del correlador óptico es que requiere que las señales moduladas sean de banda lateral única (solo se encuentre una de las bandas de la figura 1.7(b)) y con portadora en niveles muy pequeños. Esto se puede conseguir mediante el uso de MZM IQ operando de forma estable en un punto de trabajo adecuado o bien mediante el uso de filtros que aumentarían el coste total del sistema, aunque este aumento del coste sería en una cantidad fija para un gran número de receptores si se utilizan los filtros adecuados (elemento central de la figura 3.3).

Una vez el correlador óptico se encuentra correctamente calibrado permite la obtención de resultados de forma sencilla y rápida al obtener la imagen sintetizada final en una cámara infrarroja y tiene la ventaja de que la complejidad y el coste escalan linealmente con el aumento del número de receptores de forma similar al caso de instrumentos de imagen directa con detección óptica.

3.2 Correlación Digital

La idea del correlador digital es bastante similar a la del detector digital, donde cada una de las señales provenientes del detector (con frecuencias entre 10 y 20 GHz) se trasladan en frecuencia y se dividen en 4 sub-bandas de 0 a 2 GHz. Todo este proceso se realiza de forma idéntica al caso de imagen directa mediante el uso de mezcladores, generadores de onda continua y “chanelizers”.

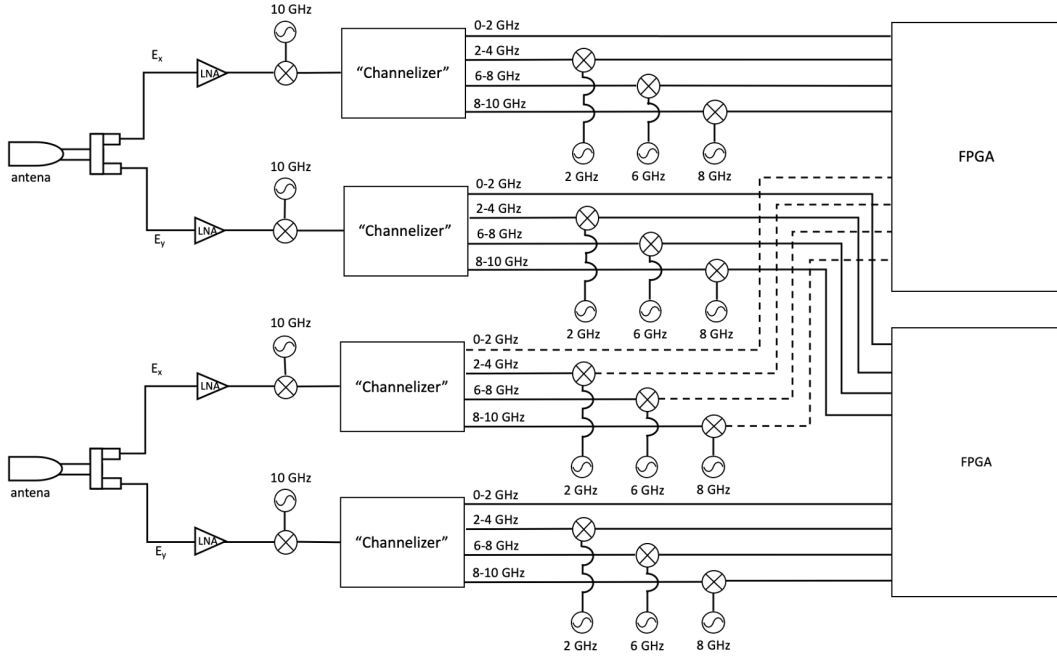


Figura 3.4: Esquema propuesto por línea base para la implementación de un correlador digital.

Sin embargo, el correlador digital se trata de un correlador tipo Michelson, por lo que las señales se interferirán 2 a 2 por cada línea base, es decir, se disponen de 16 señales a correlar por cada línea base y, como cada FPGA tiene 8 canales ADC, es necesario el uso de 2 FPGAs por cada línea base. En la figura 3.4, se presenta un esquema simplificado de la implementación del correlador digital por línea base, donde, al igual que en el caso de imagen directa, para no aumentar la complejidad del esquema no se han añadido los filtros necesarios para el correcto funcionamiento del instrumento.

Resulta muy importante recalcar que la correlación digital se realiza de forma independiente para cada línea base, es decir el número de FPGAs necesarias escala con el doble del número de líneas base, que a su vez escala con el número de receptores como:

$$L = \frac{N \times (N - 1)}{2} \quad (3.3)$$

donde L es el número de líneas base y N es el número de receptores.

Por tanto, la complejidad, coste y carga computacional escala de forma cuadrática con el número de receptores, lo que puede llegar a ser un gran inconveniente. Dado que se usan los mismos elementos que en el caso de imagen directa, es posible obtener una estimación del coste del instrumento.

A modo de recuerdo, para cada receptor son necesarios 2 “channelizers” de coste superior a 300 € cada uno [30], al menos 4 generadores de onda con un coste aproximado de 1800 € cada uno [29], 8 mezcladores de más de 1180 € cada uno [28]. Además, para cada línea base son necesarias 2 FPGAs con un coste de 9700 € cada una [27]. Por tanto, para un número de receptores N , el interferómetro con correlador digital tendría un coste aproximado de:

$$\begin{aligned}
C &\sim (2 \times 300 \text{ €} + 4 \times 1800 \text{ €} + 8 \times 1180 \text{ €}) \times N + 2 \times 9700 \text{ €} \times N(N-1)/2 = \\
&= 9700 \text{ €} \times N^2 + 7540 \text{ €} \times N
\end{aligned}
\tag{3.4}$$

Al igual que el caso de imagen directa, el interferómetro con correlador digital es interesante para la realización de estudios espectrométricos, ya que las señales se deben dividir en sub-bandas, y permite un tratamiento sencillo de las señales de forma digital, lo cual es muy importante para filtrar las señales provenientes de satélites de forma dinámica durante el periodo de observación. Sin embargo, su coste y complejidad aumenta enormemente para sistemas de alta sensibilidad, en los que el número de receptores es muy elevado.

También debe tenerse en cuenta el ruido de discretización que se introduce en las señales debido al limitado número de bits que suelen tener las FPGAs de mayor ancho de banda (12 bits en este caso).

3.3 Comparativa

En la figura 3.5, se observa como evoluciona el coste estimado de implementación de los correladores propuestos con el número de receptores necesarios para la implementación del instrumento. En este caso el coste del correlador digital es superior al del correlador óptico para casi cualquier número de receptores.

Al igual que en el caso de imagen directa, aunque la radiación sincrotrón polarizada es muy intensa en la banda de 10 a 20 GHz, es necesario disponer de un instrumento que proporcione una imagen sintetizada de calidad. El número de receptores necesario para la implementación de un interferómetro con la calidad de imagen sintetizada suficiente ronda los 20, [16, fig. 13]. Este número se ve reducido en el caso del correlador digital si aumentamos el tiempo de exposición, o lo que es lo mismo, si aumentamos el número de líneas base aprovechando la rotación terrestre, a coste de una mayor carga computacional.

Aun así, podemos considerar que el número de receptores utilizados en el interferómetro con correlador digital debe ser similar al del interferómetro con correlador óptico para que el tiempo de exposición y sensibilidad sean parecidos en ambos instrumentos. Por lo que, podemos afirmar que la correlación óptica es mas económica, ya que su implementación en un interferómetro con 20 receptores supone un coste 20 veces inferior al de la implementación de la correlación digital. Incluso el coste de dicho interferómetro con correlador óptico de 20 receptores es 1.5 veces menor del que tiene el correlador digital con solo 5 receptores.

Sin embargo, al igual que en el caso anterior, también debemos tener en cuenta las ventajas que ofrece cada caso para saber en que condiciones resulta más interesante el uso de cada tecnología:

1. El correlador óptico permite realizar tanto la detección directa de las señales de cada receptor así como la imagen sintetizada mediante una simple modificación del sistema óptico, de 4f a 6f.
2. El correlador óptico permite la detección rápida y sencilla de la imagen final, sintetizada en una cámara. No es necesario realizar grandes y complejos análisis computacionales como en el caso del detector digital.

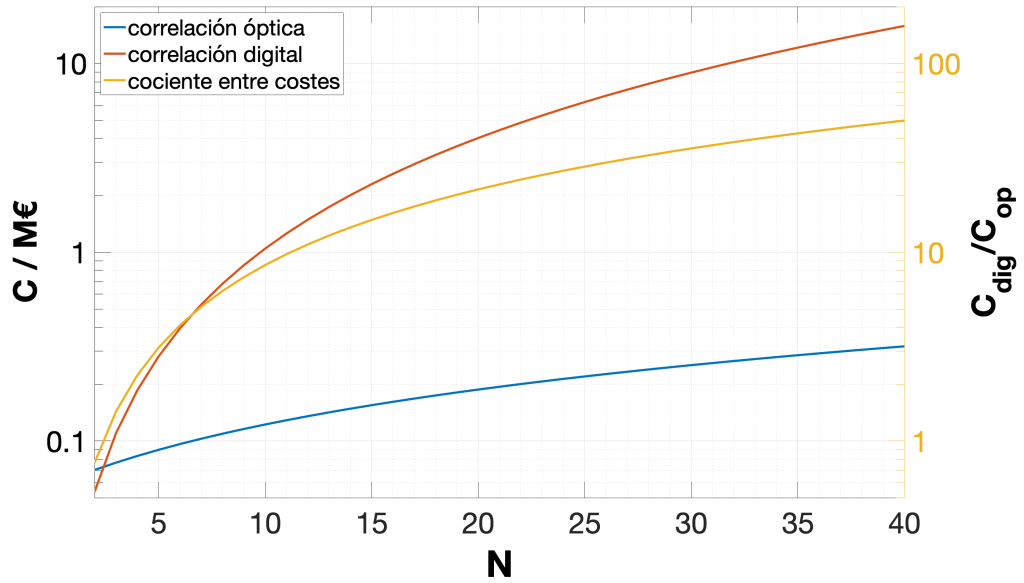


Figura 3.5: Evolución de los costes estimados de implementación de cada correlador con el número de receptores. La línea amarilla muestra como evoluciona el valor del cociente entre el coste del correlador digital y el coste del correlador óptico con el número de receptores.

Además no requiere aumentar el tiempo de exposición para aprovechar el giro terrestre para tener un mayor número de líneas base efectivas.

3. El correlador digital permite tratar, filtrar y corregir la señal de forma digital, lo que simplifica el análisis de las señales y permite corregir dinámicamente ruidos, errores y desfases entre las señales a correlar.
4. Para la realización de experimentos relacionados con el FCM se suele necesitar un ancho de banda del orden del 30 % de la señal, por lo que la utilización del correlador óptico es la mas interesante dado a su gran ancho de banda (50 GHz en el caso de los moduladores propuestos). Para conseguir un ancho de banda tan amplio con el correlador digital es necesario aumentar aun más la complejidad y coste del sistema.
5. Dado que para su implementación es necesario dividir la señal de entrada en sub-bandas de ancho reducido, el correlador digital, al igual que en el caso del detector digital, resulta de especial interés para la realización de estudios de espectrometría.

Capítulo 4

Conclusión

A lo largo de este trabajo se han planteado las principales diferencias entre los instrumentos de imagen directa y los interferómetros y se han discutido sus posibles implementaciones en tecnología digital u óptica. Las principales conclusiones que pueden extraerse son:

Los instrumentos de imagen directa permiten recuperar el flujo completo de una fuente pero tienen una serie de inconvenientes que limitan su resolución y sensibilidad.

La resolución angular de un telescopio depende directamente del diámetro de apertura al igual que su sensibilidad debido a la limitación de espacio en el plano focal (el tamaño de las antenas necesarias para la caracterización de señales de baja frecuencia es elevado). Por tanto, es necesario el uso de telescopios de gran tamaño y coste. Ejemplos de ello, son el experimento QUIJOTE que utiliza telescopios de 2.5 m de diámetro con una resolución angular de 1° y un coste de medio millón de euros, y el proyecto “European Low-Frequency Survey” que propone el uso de telescopios de 6 m de espejo con un coste superior a los 5 millones de euros. Además, dada la necesidad de cubrir todo el cielo sería necesario disponer de al menos 2 telescopios para cubrir ambos hemisferios terrestres, lo que supone un aumento considerable del coste total de la instrumentación.

Muchos de estos problemas se pueden mitigar mediante el uso de interferómetros, en los que, a coste de un mayor número de receptores (aunque solo en el caso de instrumentos para las bandas de frecuencia inferiores a 20 GHz), se obtiene una mayor sensibilidad y resolución angular que en el caso de imagen directa. Además, el coste de los receptores es muy inferior al de los telescopios y, por tanto, el uso de interferómetros es más económico.

Sin embargo, la principal desventaja de los interferómetros es la importancia de corregir todos los desfases presentes en el instrumento y la imposibilidad de recuperar la totalidad del flujo de la fuente al perder información de las escalas angulares más grandes.

Por tanto, la mejor estrategia de observación, y la que siguen muchos experimentos, es aprovechar la recuperación total del flujo de los instrumentos de imagen directa para realizar medidas de la polarización del FCM para grandes escalas angulares y aprovechar la gran resolución de los interferómetros para recuperar la información de las escalas angulares más pequeñas. De esta forma, se aprovechan las ventajas de cada instrumento para recuperar toda la información relacionada con la polarización del FCM y reconstruir los espectros de

potencias.

En cuanto a que tecnología es mas recomendable utilizar con este propósito debemos tener en cuenta principalmente 2 factores: coste y ancho de banda. A lo largo del documento se ha observado como la tecnología óptica resulta ser más económica y su ancho de banda es mucho mayor, por lo que la convierten en una opción muy interesante para la caracterización y limpieza de la radiación sincrotrón contaminante en la banda ancha de 10 a 20 GHz. Además, es posible realizar tanto mediciones de las señales detectadas en cada antena (imagen directa), como de la imagen sintetizada final con una simple modificación de las distancias entre lentes. Esta conclusión puede extenderse a frecuencias entre 25 y 50 GHz, donde el uso de receptores radiómetros es aún adecuado, para la caracterización ultra-sensible de la polarización del FCM. En este caso, el número de receptores necesarios aumenta drásticamente tanto para imagen directa como interferometría, por lo que la tecnología óptica resulta aun más económica frente a la tecnología digital.

Otras ventajas de la tecnología óptica frente a la digital son el menor ruido de discretización de la señal debido al limitado número de bits de las FPGAs de gran ancho de banda, así como el menor consumo de potencia eléctrica, aunque este último punto no suele suponer un problema en observatorios terrestres.

Actualmente, la tecnología digital tiene un coste más elevado y su ancho de banda no es tan grande, sin embargo presenta ventajas en cuanto al tratamiento y caracterización de la señal, el cual al realizarse de forma digital permite añadir desfases y realizar correcciones y filtrados de forma rápida, precisa y dinámica durante el tiempo de observación. También, resultan interesantes para la realización de estudios de espectrometría debido a que es necesario dividir la señal en sub-bandas más pequeñas.

Por último, cabe comentar que se esta estudiando la posibilidad de optimizar la tecnología óptica a costa de implementar la parte posterior del polarímetro de microondas de la figura 1.6, en tecnología óptica y modular las 2 señales obtenidas en el FEM en un láser mediante la utilización de 2 moduladores electro-ópticos, lo que significaría que el número total de moduladores electro-ópticos utilizados se vería reducido a la mitad.

Bibliografía

- [1] <https://map.gsfc.nasa.gov/media/060915/index.html>. accedido el 10-06-2020.
- [2] A. A. Penzias and R. W. Wilson. A measurement of excess antenna temperature at 4080 mc/s. *Astrophysical Journal*, 142:419–421, jul 1965.
- [3] R. A. Alpher, H. Bethe, and G. Gamow. The origin of chemical elements. *Phys. Rev.*, 73:803–804, Apr 1948.
- [4] <https://lambda.gsfc.nasa.gov/product/cobe/>. accedido el 10-06-2020.
- [5] <https://map.gsfc.nasa.gov/>. accedido el 10-06-2020.
- [6] Anthony Challinor. Cmb anisotropy science: a review. *Proceedings of the International Astronomical Union*, 8(S288):42–52, 2012.
- [7] Paolo Cabella and Marc Kamionkowski. Theory of cosmic microwave background polarization, 2004.
- [8] <https://www.cosmos.esa.int/web/planck>. accedido el 10-06-2020.
- [9] <http://litebird.jp/eng/>. accedido el 10-06-2020.
- [10] <https://act.princeton.edu/>. accedido el 10-06-2020.
- [11] http://www.astro.caltech.edu/~lgg/bicep2/bicep2_front.htm. accedido el 10-06-2020.
- [12] <https://sites.krieger.jhu.edu/class/>. accedido el 10-06-2020.
- [13] <http://www.iac.es/proyecto/cmb/pages/en/quijote-cmb-experiment.php>. accedido el 10-06-2020.
- [14] N Aghanim, Y Akrami, M Ashdown, J Aumont, C Baccigalupi, M Ballardini, AJ Banday, RB Barreiro, N Bartolo, S Basak, et al. Planck 2018 results. vi. cosmological parameters. *arXiv preprint arXiv:1807.06209*, 2018.
- [15] Francisco J Casas, David Ortiz, Enrique Villa, Juan L Cano, Jaime Cagigas, Ana R Pérez, Beatriz Aja, J Vicente Terán, Eduardo Artal, Roger Hoyland, et al. The thirty gigahertz instrument receiver for the quijote experiment: Preliminary polarization measurements and systematic-error analysis. *Sensors*, 15(8):19124–19139, 2015.

- [16] Francisco J Casas, David Ortiz, Beatriz Aja, Luisa de la Fuente, Eduardo Artal, Rubén Ruiz, and Jesús M Mirapeix. A microwave polarimeter demonstrator for astronomy with near-infra-red up-conversion for optical correlation and detection. *Sensors*, 19(8):1870, 2019.
- [17] David Ortiz García et al. *Desarrollos tecnológicos orientados a interferómetros de gran formato con aplicaciones en radioastronomía*. PhD thesis, Universidad de Cantabria, 2017.
- [18] Guillermo Pascual Cisneros. Modelado y simulación de moduladores electro-ópticos para el estudio de su influencia en instrumentación del fondo cósmico de microondas. *Universidad de Cantabria*, 2019.
- [19] <https://www.lightwavestore.com/with-panda-pm-fibers-at-both-optical-input-and-output-ports-10gb-intensity-modulator-lucnet-model-x2623y-with-fc-pc-connectors-at-both-fiber-ends-with-manufacture-test-sheet.html>. accedido el 10-06-2020.
- [20] Alessandro Aimone. Inp segmented mach-zehnder modulators with advanced eo functionalities. 2016.
- [21] <https://www.thorlabs.com/thorproduct.cfm?partnumber=SFL1550S>. accedido el 10-06-2020.
- [22] <https://www.thorlabs.com/thorproduct.cfm?partnumber=LDC1300B&pn=LDC1300B#11577>. accedido el 10-06-2020.
- [23] <https://www.mouser.es/ProductDetail/Analog-Devices/HMC642ALC5TR?qs=ILgNtqsyH2362xHd7DupXg%3D%3D>. accedido el 10-06-2020.
- [24] <https://krytar.com/products/hybrid-couplers/3-db-180-degree-hybrid-couplers/4010265-180-deg-hybrid-coupler/>. accedido el 10-06-2020.
- [25] Kenneth Ganga, Carlo Baccigalupi, François Bouchet, Michael Brown, Anthony Challinor, Eiichiro Komatsu, Enrique Martínez-Gonzalez, Daniele Mennella, Joseph Mohr, José-Alberto Rubiño-Martín, Marco Bersanelli, Belen Barreiro, Elena de la Hoz Lopez-Callado, Loris Colombo, Jacques Delabrouille, Josquin Errard, Jean-Christophe Hamilton, Mike Jones, Nicoletta Krachmalnicoff, Ludovic Montier, Paolo Natoli, Francesco Piacentini, Davide Poletti, Radek Stompor, Angela Taylor, Patricio Vielva, and Nicola Vittorio. European Work on Future Ground-Based CMB Experiments. In *Bulletin of the AAS*, volume 51, page 111, September 2019.
- [26] <https://www.xilinx.com/products/silicon-devices/soc/rfsoc.html#ProductTable>. accedido el 10-06-2020.
- [27] <https://www.mouser.es/ProductDetail/Xilinx/EK-U1-ZCU111-G?qs=unwgFE01A6sv1dVzSswJow%3D%3D>. accedido el 10-06-2020.
- [28] <https://www.pasternack.com/sma-mixer-5-20-ghz-if-dc-3-ghz-pe86x1006-p.aspx>. accedido el 10-06-2020.

-
- [29] <https://www.pasternack.com/4-ghz-phase-locked-oscillator-external-pe19xc7003-p.aspx>. accedido el 10-06-2020.
- [30] <https://www.pasternack.com/4-way-sma-power-divider-8-ghz-pe20dv002-p.aspx>. accedido el 10-06-2020.
- [31] <https://eventhorizontelescope.org>. accedido el 10-06-2020.
- [32] C. Haniff. An introduction to the theory of interferometry. *New Astronomy Review*, 51:565–575, October 2007.
- [33] Thomas E Dillon, Christopher A Schuetz, Richard D Martin, E Lee Stein, Jesse P Samluk, Daniel G Mackrides, Mark S Mirotznik, and Dennis W Prather. Optical configuration of an upconverted millimeter-wave distributed aperture imaging system. In *Millimetre Wave and Terahertz Sensors and Technology II*, volume 7485, page 74850G. International Society for Optics and Photonics, 2009.